

## Modelado de canal asociado a la capa física del estándar IEEE 802.11b

Jorge F. Schmidt, Juan E. Cousseau\*, Pedro D. Doñate

\*CONICET - Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur  
Av. Alem 1253, (B8000CPB) Bahía Blanca, ARGENTINA

**Resumen**— El estándar IEEE 802.11b es uno de los de mayor difusión para WLAN. En este trabajo se realiza una caracterización básica y un análisis del funcionamiento de la capa física del mismo para un modelo realista de canal. Se propone un receptor relativamente simple para este propósito. Finalmente se presentan los resultados de desempeño obtenidos por simulación para las diferentes modulaciones.

**Palabras Clave**— 802.11b, modelado de canal multicamino, RAKE.

### I. INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años ha habido un creciente interés en los sistemas de transmisión de información inalámbricos, y se espera un desarrollo importante de estas tecnologías durante los próximos años. La demanda de movilidad que se exige actualmente por parte de los usuarios y el costo decreciente en la implementación de estos sistemas, sumado a las velocidades de transmisión y niveles de confiabilidad que se están alcanzando en estos días, hace pensar que este tipo de tecnologías se instalaran de forma permanente en el mercado, por lo que un entendimiento de sus características principales y principios de funcionamiento puede resultar de sumo interés para desarrollos futuros dentro de esta creciente rama de los sistemas de comunicaciones digitales [1,4,6].

El análisis y caracterización que se lleva a cabo en el presente trabajo, abarca las tareas más elementales de la capa física del sistema como son: las diferentes posibilidades de modulación, el acondicionamiento de las señales para su transmisión por el canal de radio, y la detección de las señales recibidas teniendo en cuenta que se trata de señales con características importantes de multicamino y desvanecimiento [5,8,9,10].

Comenzaremos en la sección II-A por describir las características principales de la capa física del estándar [4]. Se presenta luego en la sección II-B un análisis del canal de radio por el cual se transmiten los datos; determinando un modelo adecuado del mismo, para utilizar en la simulación del sistema y fijando sus parámetros específicos de acuerdo a los datos obtenidos de los trabajos de diversos investigadores [2,5]. Presentaremos en la sección II-C el diagrama en bloques del receptor propuesto. Una vez realizada la descripción de los componentes del receptor se presentarán en la sección II-D las simulaciones de desempeño correspondientes a las diferentes modulaciones.

Finalmente en la sección III se presentan las conclusiones del trabajo realizado.

### II. DESARROLLO

#### A. Características del estándar 802.11b

La versión 802.11b de este estándar deja de lado la técnica de infrarrojo y la modulación de espectro disperso de salto en frecuencia que se utilizaban en la versión anterior. Esta versión del estándar utiliza solamente espectro disperso de secuencia directa (DSSS) e incorpora velocidades de transmisión mayores a las que se definieron en un principio, además de proveer interoperabilidad con la versión anterior.

El sistema 802.11b está definido para trabajar en la banda de frecuencias industrial-científica-médica (ISM) de 2.4 GHz. Sobre esta banda se acomodan tres canales de un ancho de banda de 22 MHz cada uno como se muestra en la figura 1.

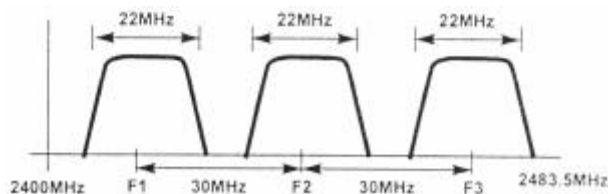


Fig 1. Utilización del ancho de banda.

La norma IEEE 802.11b especifica una frecuencia de operación de 2.4 GHz con velocidades de transmisión de 1, 2, 5.5 y 11 Mbps. La secuencia de chips utilizada para generar la señal de DSSS para las velocidades de 1 y 2 Mbps continúa siendo la secuencia de Barker de 11 bits que se utilizaba en la versión anterior [4]. Esta secuencia de 11 bits (10110111000) posee ciertas propiedades que la convierten en ideal para estas aplicaciones. Cada bit de información es "codificado" por los 11 bits del código de Barker, y entonces, cada grupo de 11 chips codifica un bit de datos.

El estándar IEEE 802.11b utiliza además, secuencias de chipeo 64 CCK (Complementary code keying) para alcanzar las velocidades de 5.5 y 11 Mbps. En lugar de utilizar un único código para generar la señal DSSS, CCK utiliza un conjunto de códigos llamados secuencias complementarias [1,4]. Dado que este conjunto de códigos complementarios consta de 64 palabras de código para codificar la señal, hasta 6 bits pueden ser representados por cada palabra de código en

lugar de 1 bit representado por los 11 bits del código Barker.

Los códigos CCK utilizados en 802.11b son códigos polifásicos complementarios de longitud 8 y de cuatro fases posibles. Se tiene entonces que, para una secuencia de longitud 8 con cuatro valores de símbolo posibles, se pueden obtener 65536 posibles palabras de código diferentes. De estas combinaciones se pueden encontrar grupos de 64 códigos que sean casi ortogonales entre si y que son las 64 palabras de código complementarias polifásicas que se utilizan para la transmisión a 11 Mbps. Para obtener el alfabeto de códigos para la transmisión a 5.5 Mbps (que también utiliza CCK), se selecciona un subgrupo de 4 de estos 64 códigos, que poseen una distancia de codificación superior.

La formula que define el grupo de 64 códigos CCK que se utilizan en el estándar es la siguiente [1].

$$c = \left\{ \begin{array}{l} e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, \\ e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j\varphi_1} \end{array} \right\}$$

donde  $\varphi_i = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ . Vemos que  $\varphi_1$  se encuentra presente en todos los chips y provoca una rotación de toda la palabra de código.

Las cuatro fases se codifican diferente en el modo de 5.5 Mbps. En este modo, 4 bits de datos son mapeados en un símbolo, mientras que en 11 Mbps se mapean 8. En ambos modos, los primeros dos bits se utilizan para codificar a  $\varphi_1$ . Para 5.5 Mbps los 2 bits restantes se utilizan para codificar  $\varphi_2, \varphi_3$  y  $\varphi_4$  con la siguiente regla.

$$\varphi_2 = (d_2 \cdot \pi) + \pi/2, \varphi_3 = 0, \text{ y } \varphi_4 = d_3 \cdot \pi$$

Es útil introducir en forma breve la estructura de los frames que se utilizan. Es necesario fundamentalmente definir el largo del preámbulo, ya que es el que se utiliza para entrenar los ecualizadores que se necesitan para procesar los datos. Básicamente, cada frame esta compuesto por un preámbulo y un campo de encabezado y datos. El preámbulo consiste en 144 bits que son transmitidos siempre a 1 Mbps. Esta cantidad de bits moduladas en DSSS con el código de Barker es equivalente a (128+16)·11 muestras que se utilizan como entrenamiento.

## B. Modelado del canal

Los canales de radio son canales dispersivos en tiempo en los cuales la interferencia intersímbolo y el desvanecimiento son el resultado de los múltiples caminos de propagación de señal con diferentes retardos de tiempo, amplitudes y fases. El número de caminos y los retardos de tiempo relativos entre ellos varían con el tiempo por lo tanto estos canales son variantes en el tiempo.

La respuesta al impulso es una caracterización de banda ancha del canal que contiene toda la información

necesaria para simular cualquier tipo de transmisión a través del mismo. Si se asume que el canal con multicamino es un canal pasabanda de banda limitada, lo cual es razonable, entonces  $h(t, \tau)$  puede equivalentemente ser descripta para cada punto del espacio tridimensional por una respuesta al impulso compleja en bandabase  $h_b(t, \tau)$  siendo su entrada y su salida las representaciones de envolvente compleja de las señales transmitidas y recibidas respectivamente [2,9,10].

$$h_b(t, \mathbf{t}) = \sum_{k=0}^{N(\mathbf{t})-1} a_k(t) \mathbf{d}[\mathbf{t} - \mathbf{t}_k(t)] e^{jq_k(t)}$$

donde  $t$  y  $\mathbf{t}$  son el tiempo de observación y el tiempo de aplicación del impulso respectivamente,  $N(\mathbf{t})$  es el número de componentes multicamino,  $\{a_k(t)\}$ ,  $\{\mathbf{t}_k(t)\}$ ,  $\{q_k(t)\}$  son las secuencias aleatorias variantes en el tiempo de amplitud, tiempo de llegada y fase respectivamente, y  $\mathbf{d}$  es la función impulso.

La salida  $y(t)$  ante una señal transmitida  $s(t)$  esta entonces dada por.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\mathbf{t}) h_b(t - \mathbf{t}) d\mathbf{t} + n(t)$$

en donde  $n(t)$  es ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN).

Un modelo conveniente para la simulación del canal indoor es el modelo de respuesta impulsiva en tiempo discreto en el cual el eje del tiempo es dividido en pequeños intervalos de tiempo llamados "bins" [5,10]. Se asume que cada bin contiene una componente multicamino o que no contiene ninguna. La posibilidad de más de un camino en el mismo bin es excluida. Cada bin tiene un ancho de retardo de tiempo igual a  $(\tau_{i+1} - \tau_i)$ , donde  $\tau_0$  es igual a 0 y representa la primer señal llegando al receptor. Usando este modelo, cada respuesta impulsiva puede ser descripta por una secuencia de "0" y "1"s, en donde un "1" indica la presencia de un camino en un determinado bin y un "0" representa la ausencia de un camino en ese bin. Para cada "1" hay asociado un valor de amplitud y de fase.

Una representación del perfil de respuesta impulsiva es la dispersión de retardos rms  $t_{rms}$  definida como [5].

$$t_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (t_k - t_m - t_A)^2 a_k^2}{\sum_k a_k^2}}$$

donde  $t_A$  es el tiempo de llegada del primer camino del perfil y  $t_m$  es el retardo en exceso medio definido por.

$$t_m = \frac{\sum_k (t_k - t_A) a_k^2}{\sum_k a_k^2}$$

El análisis de una amplia base de datos de 12.000 perfiles de respuesta impulsiva recolectados en dos edificios de oficinas mostró que  $t_{rms}$  está típicamente entre 10 y 50ns [5].

Se encontró que las amplitudes de las componentes multicamino están correladas solamente si llegan dentro de los 100ns una de otra. Coeficientes típicos de correlación fueron entre 0.2 y 0.3.

Asumir que el canal es estacionario en un intervalo de tiempo de unos pocos segundos puede ser razonable para edificios residenciales o ambientes de oficinas en donde uno no espera un importante grado de movimientos.

Se utilizó para todas las simulaciones que se realizaron el mismo perfil de retardos de potencia [2]. La figura 2 muestra este perfil.

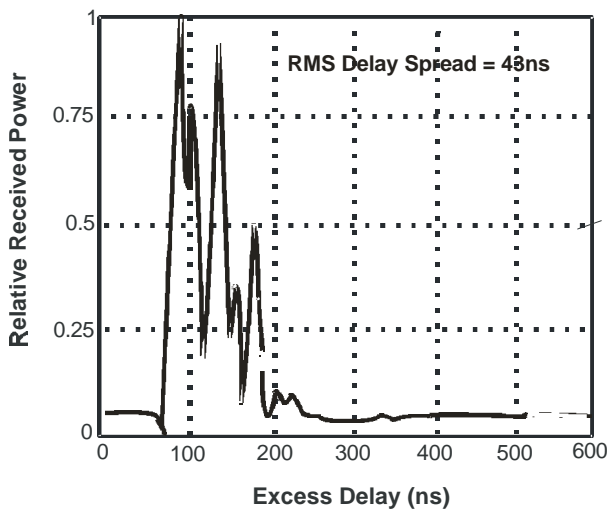


Fig. 2. Perfil de potencia utilizado.

Se ensayó sobre este perfil de potencia multicamino el retardo de caminos rms ( $t_{rms}$ ). Sobre estos datos se obtuvo un valor de  $t_{rms} = 44.9984$  nseg. Como el ancho de banda de coherencia del canal es de 4.44 MHz, determinamos que al ser el ancho de banda de la señal mayor al ancho de banda de coherencia, y al ser la duración de símbolo menor a 10 veces el retardo rms del canal (449.984 nseg) podemos asumir que el canal tiene características de desvanecimiento selectivo en frecuencia.

Para concluir la especificación del canal a utilizar, basado nuevamente en los reportes investigados se asignó a la secuencia de fases una distribución de probabilidad uniforme.

### C. Receptor propuesto

En esta sección se presenta el receptor que se ensayó para el sistema. Es un receptor de tipo RAKE con ecualización lineal en cada una de sus ramas. La figura 3 muestra la estructura de este receptor ejemplificada para el caso de la velocidad de transmisión de 11 Mbps.

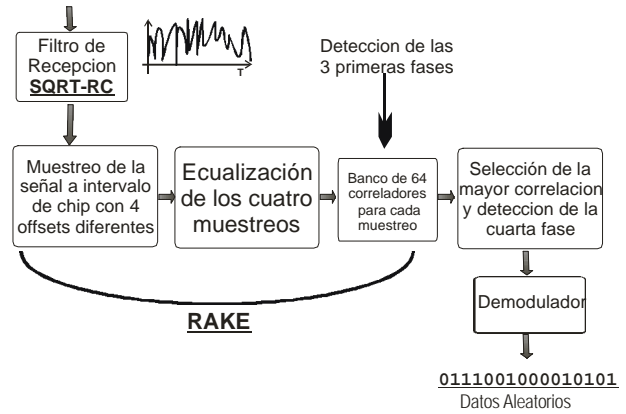


Fig. 3. Estructura de recepción.

Como filtro de recepción se utiliza un filtro SQRT-RC que complementa al filtro transmisor que también es un filtro SQRT-RC. Se utiliza este filtro por sus buenas características espectrales [9].

La característica de selectividad en frecuencia del medio nos permite implementar en el receptor una estructura de RAKE que aprovecha esta forma de diversidad en tiempo implícita que provee el canal [3]. Es por esto que utilizaremos un receptor RAKE de solo 4 ramas. La tabla 1 muestra los instantes de muestreo que se utilizan para el RAKE.

Muestreo	Offset	Repetición
Primero	0 nseg	90.9 nseg
Segundo	23 nseg	90.9 nseg
Tercero	45 nseg	90.9 nseg
Cuarto	68 nseg	90.9 nseg

Tabla 1. Instantes de muestreo.

El paso siguiente para la construcción del RAKE es la ecualización en cada una de sus ramas. Para este receptor utilizamos ecualización lineal. Para el cálculo de los coeficientes de los ecualizadores utilizamos un estimador LS [7]. Utilizamos como entrenamiento para los ecualizadores el preámbulo de la trama de datos. Se ensayó el error de estimación de fases de estos ecualizadores en función de la cantidad de taps de los mismos y de la relación de señal a ruido del canal. Los resultados de estos ensayos se muestran en la figura 4. De estos resultados se concluyó que una cantidad de 10 taps era adecuada.

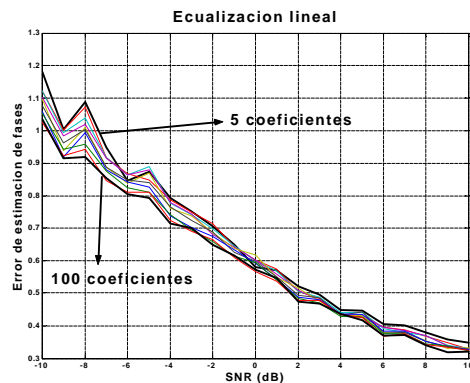


Fig. 4. Error de ecualización lineal.

En la figura 3 se ilustra la manera en que se hace la detección para el caso de CCK a 11 Mbps. Para cada rama del RAKE se utiliza un banco con 64 correladores para estimar las fases  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  y  $\varphi_4$  de la palabra de código CCK recibida. Luego de estas cuatro estimaciones se elige la que haya resultado en un valor de correlación mayor.

Para el caso de las otras velocidades esta operación es más simple dado que para 5.5 Mbps los bancos son de solo 4 correladores y para 1 y 2 Mbps se utilizan 2 y 4 correladores por rama respectivamente y no es necesario detectar una cuarta fase. En los modos de 5.5 y 11 Mbps, para detectar esta fase, tomamos la estimación de la palabra de código y la correlamos con los 4 posibles códigos que pueden resultar de rotar esta última en 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$  y  $3\pi/2$ . Seleccionando nuevamente la palabra con la que se obtiene la mayor correlación se determina la cuarta fase de la codificación.

#### D. Resultados obtenidos

Se simuló en MatLab el receptor presentado para las cuatro velocidades de transmisión que define el estándar. La figura 5 muestra los gráficos de desempeño obtenidos de estas simulaciones. En la misma se puede ver con claridad una mejora apreciable con la utilización de un mayor grado de diversidad en el RAKE graficado para el caso de 11 Mbps.

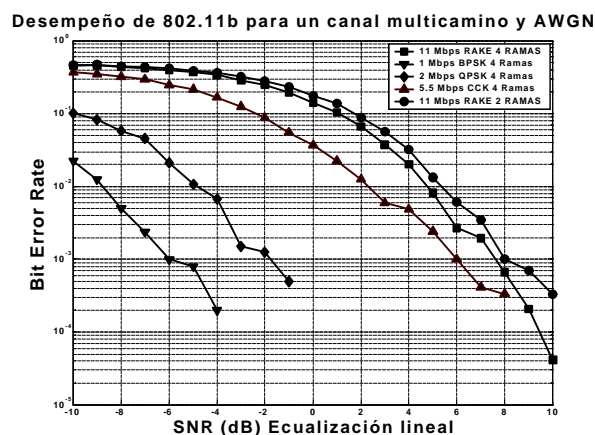


Fig. 5. Desempeños obtenidos.

Para todas las simulaciones que se llevaron a cabo se trabajó con un campo de datos de 50Kbits. Con esta cantidad de datos, se pueden alcanzar mediante simulación tasas de error de  $10^{-4}$  como aparecen en los gráficos vistos. Sin embargo hay que tener en mente que la cantidad de datos procesados hace que tasas de error de ese orden sean todavía dependientes de cada corrida que se haga a la simulación.

En los gráficos de desempeño obtenidos se aprecia de forma clara el mecanismo que tiene el sistema para adaptar su velocidad. Para relaciones de señal a ruido más pobres (mayor distancia entre Transmisor y Receptor) es necesaria una velocidad de transmisión más lenta para mantener la misma tasa de error.

Finalmente se observa que el modelo de canal utilizado responde como estaba previsto y resulta ser lo suficientemente completo como para verificar el desempeño de este tipo de sistemas indoor dado que los resultados obtenidos por simulación del receptor propuesto trabajando sobre este canal coinciden con los valores esperados para el sistema.

### III. CONCLUSIONES

Se elaboró un modelo de canal representativo para este tipo de sistemas que incluye todos los parámetros fundamentales para convertirlo en un modelo realista. Utilizando este modelo se ensayó el desempeño del sistema para un receptor relativamente simple y con los resultados obtenidos de estos ensayos se consiguió verificar el modelo de canal propuesto.

### REFERENCIAS

- [1] "802.11b White Paper". *VOCAL Technologies*. Marzo 2002.
- [2] Davies R. *et al.* "Wireless Propagation Measurements in Indoor Multipath Environments at 1.7 GHz and 60 GHz for Small Cell Systems". *IEEE* p. 589-593. 1991.
- [3] Dong X. and Beaulieu N. C. "Optimal Maximal Ratio Combining With Correlated Diversity Branches". *IEEE Communications letters*, Vol. 6, N°1. Enero 2002.
- [4] "Estándar IEEE 802.11b". *IEEE*. 1999.
- [5] Hashemi H. "The indoor Radio Propagation Channel". *Proceedings of the IEEE*, Vol 81, N° 7. Julio 1993.
- [6] Li G. "Physical Layer Design for a Spread Spectrum Wireless LAN". *Thesis for the degree of Master of Science in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University*. Septiembre 1996.
- [7] Mendel J. M. "Lessons in estimation theory for signal processing, communications and control". Prentice Hall. Englewoods Cliffs, New Jersey. 1995.
- [8] Meyr H., *et al.* "Digital Communication Receivers – Synchronization, channel estimation and signal processing". John Wiley & Sons, Inc. 1998.
- [9] Proakis J. G. "Digital Communications". *Segunda Edición*. McGraw-Hill, 1995.
- [10] Rappaport T. S. "Wireless Communications, Principles and Practice". Prentice Hall, 1996.